

(19)



JAPANESE PATENT OFFICE

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: 2001095300 A

(43) Date of publication of application: 06.04.01

(51) Int. Cl

H02P 21/00

H02P 5/41

(21) Application number: 11265134

(22) Date of filing: 20.09.99

(71) Applicant: HITACHI LTD HITACHI BUILDING SYSTEMS CO LTD

(72) Inventor: ONUMA NAOTO
HOKARI SADAO
NAGASE HIROSHI
NAKADA TAKANORI
FURUHASHI MASAYA
SUZUKI YASUTAKA

(54) DEVICE FOR CONTROLLING PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR

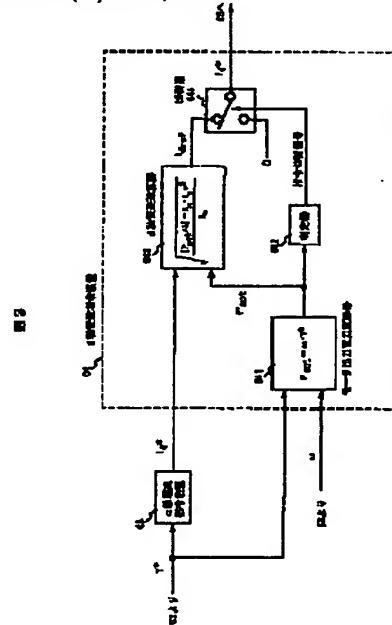
(57) Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To miniaturize a control system as a whole and to structure it at low cost through forcing regenerative electric power by a motor to be consumed inside the motor and through suppressing the rise of the DC voltage of an inverter caused by the electric power generated by the motor.

SOLUTION: A device for controlling a permanent magnet synchronous motor is provided with an inverter that inputs a DC voltage and converts it into an AC, a permanent magnet synchronous motor, a q-axis current command device 63 that generates a command Iq^* of q-axis current constituents, a d-axis current commanding device 64 that does the command Id^* of d-axis current constituents, a device that controls the inverter according to each command value Iq^* , Id^* . In this device, the d-axis current command device 64 is made up of a motor output electric power computing element 641, a discriminating element 642, a d-axis current computing element 643 and a changeover device 644. The command value $Idref$ of the d-axis current constituents is computed, based on the

regenerated electric power of the motor P_{mot} calculated from a torque command T^* and the rotational speed of a motor ω and a command value Iq^* of the q-axis current constituents. When the motor is in a state of the regenerative operation, the device 64 changes over the command value to the one $Idref$ computed as Id^* .

COPYRIGHT: (C)2001,JPO



(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2001-95300

(P2001-95300A)

(13)公開日 平成13年4月6日(2001.4.6)

(51)Int.Cl'

H02P 21/00
5/41

識別記号

303

F I

H02P 5/41
5/408

フードー(参考)

303Z 5H576
C

審査請求 未請求 請求項の数 5 O.L (全 12 頁)

(21)出願番号

特願平11-265134

(71)出願人 000005108

株式会社日立製作所

京都府千代田区神田駿河台四丁目6番地

(71)出願人 000232855

株式会社日立ビルシステム

京都府千代田区神田錦町1丁目6番地

(72)発明者 大沼 直人

茨城県ひたちなか市市毛1070番地 株式会社日立製作所水戸工場内

(74)代理人 100099302

弁理士 管 国 茂 (外1名)

(22)出願日

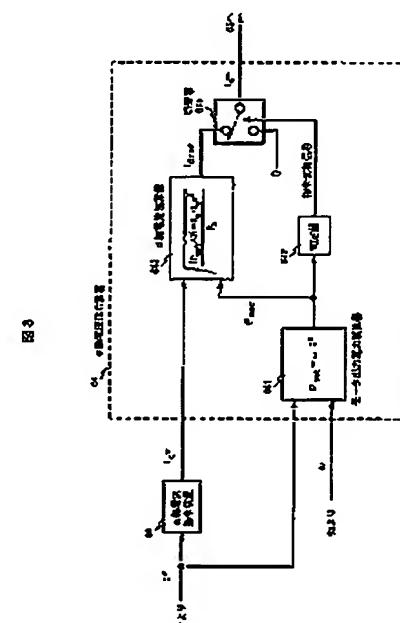
平成11年9月20日(1999.9.20)

(54)【発明の名称】 永久磁石式同期モータの制御装置

(57)【要約】

【課題】 モータから発生する回生電力をモータの内部で消費して、モータからの発電電力によるインバータの直流電圧の上昇を抑制し、制御システム全体を小型かつ経済的に構築することにある。

【解決手段】 直流電圧を入力し、交流に変換するインバータと、永久磁石式同期モータと、q軸電流成分の指令値 I_{q*} を発生するq軸電流指令装置63と、d軸電流成分の指令値 I_{d*} を発生するd軸電流指令装置64と、各指令値 I_{d*} 、 I_{q*} に応じてインバータを制御する絶対値を備えた永久磁石式同期モータの制御装置において、d軸電流指令装置は、モータ出力電力演算器641、判定器642、d軸電流演算器643、切替器644からなり、d軸電流成分の指令値 I_{dref} をトルク指令 $T*$ とモータの回転速度 ω から算出したモータの回生電力 P_{mot} とq軸電流成分の指令値 I_{q*} に基づいて演算し、モータが回生運転状態のとき、 I_{d*} として演算した I_{dref} に切替える。



1

【特許請求の範囲】

【請求項1】 直流電圧を入力し、可変電圧・可変周波数の交流に変換するインバータと、前記インバータから給電される永久磁石式同期モータと、前記モータの速度指令を発生する速度指令装置と、前記速度指令に前記モータの速度が追従するようにトルク指令を発生する速度制御装置と、前記トルク指令に基づいて前記モータの磁界と直角方向の電流成分(q 軸電流成分)の指令を発生する q 軸電流指令装置と、前記モータの磁界と同方向の電流成分(d 軸電流成分)の指令を発生する d 軸電流指令装置と、前記 q 軸電流成分及び d 軸電流成分の各指令値に応じた電流が前記モータに流れるように前記インバータを制御する装置を備えた永久磁石式同期モータの制御装置において。

前記 d 軸電流指令装置における前記 d 軸電流成分の指令値を前記モータの力行運転状態または回生運転状態に応じて切替えることを特徴とする永久磁石式同期モータの制御装置。

【請求項2】 請求項1において、前記 d 軸電流指令装置は、前記モータが回生運転状態のとき、前記インバータの直流電圧の上昇を所定値内に抑制するために、前記モータから発生する回生電力を前記モータの内部で消費するように、前記モータの回生電力に応じて前記 d 軸電流成分の指令値を発生することを特徴とする永久磁石式同期モータの制御装置。

【請求項3】 請求項2において、前記 d 軸電流成分の指令値は、前記トルク指令と前記モータの回転速度から演算したモータの回生電力と、前記 q 軸電流成分の指令値に基づいて演算することを特徴とする永久磁石式同期モータの制御装置。

【請求項4】 請求項2において、前記 d 軸電流成分の指令値は、前記インバータの直流電圧の上限の設定値とその換出値との偏差に基づいて演算することを特徴とする永久磁石式同期モータの制御装置。

【請求項5】 請求項1において、前記モータが力行運転状態のとき、前記 d 軸電流指令装置における前記モータの d 軸電流成分の指令値を前記モータが発生する損失を最小化する値とすることを特徴とする永久磁石式同期モータの制御装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、小型強力な永久磁石を界磁に利用した永久磁石式同期モータの制御装置に関する。

【0002】

【従来の技術】小型強力な永久磁石を界磁に利用した同期モータは、小型化が可能であり、また、モータを含む駆動装置が小型化でき、効率が向上するメリットがある。このようなモータの制御装置としては、直流電圧を入力し可変電圧・可変周波数の交流に変換する電圧形の

10

20

30

40

50

2

インバータが用いられ、さらに、インバータに入力する直流電圧を供給する装置には、回路構成が簡単かつ経済的であるという理由からダイオードと平滑コンデンサを用いたコンデンサンサインブット形のコンバータがよく用いられる。このような構成の電圧形のインバータにより同期モータを駆動する場合、モータをある程度の期間で減速する用途では、モータからの回生電力によりインバータ入力側の平滑コンデンサが充電され、直流電圧が上昇し、インバータのスイッチング素子等が破壊する恐れがあるため、モータからの回生電力を処理し、平滑コンデンサが充電されないようにする必要がある。この技術は、上山著「ニュードライブエレクトロニクス」(産業書院、1984年2月改定第1版発行), 87~88頁に記載されている。その主な技術としては、インバータ側と全く同様なスイッチング素子のショッパブリッジによりコンバータを構成し、これを交流リアクトルを通して交流電源に接続し、交流電源と直流電源間の電力を制御するものと、抵抗とスイッチング素子を平滑コンデンサと並列に構成し、ショッパ動作により回生電力を抵抗に消音させるものである。このように、上記技術では、回生電力を処理するための回路を新たに設ける必要がある。この回生電力処理回路を不要にする技術として、平滑コンデンサの直流電圧の値が一定値以上になったら、モータに印加する電圧の位相を一定角度だけ遅らせる技術がある。この技術は、例えば特開昭63-35190号公報に記載されている。しかし、上記の電圧位相を一定角度だけ遅らせる技術では、モータのトルク管理の概念がなく、モータの誘起電圧と電流との比率のみに着目して回生電力を低減するため、制動時に所望の制動トルクを得ることができない問題がある。特に、エレベーターのように、乗り心地が優先される用途では、乗り心地を考慮して作成した速度指令パターンに追従するように、巻上機用モータのトルクを力行や回生運転状態に問わらず、高精度に管理する必要がある。上記技術では、回生時のトルクを高精度に制御できず、そのため、回生電力を処理するための回路を設ける以外に方法がなかった。この結果、永久磁石式同期モータの高精度なトルク制御が必要な用途では、回生電力処理回路が必要となり、駆動装置の小型化を妨げる要因の一つになっていた。

【0003】

【発明が解決しようとする課題】本発明の課題は、上記事情に鑑み、モータのトルクを力行や回生などの運転状態に問わらず、精度よく管理した上で、モータからの回生電力をモータ内部で消音させることにより、回生電力処理の回路を不要もしくは回路容量を削減し、制御システム全体を小型かつ経済的に構築するに好適な永久磁石式同期モータの制御装置を提供することにある。

【0004】

【課題を解決するための手段】上記課題を解決するためには、永久磁石式同期モータの制御装置において、 d 軸電

(3)

特開2001-95300

4

3
流指令装置におけるd軸電流成分の指令値をモータの力行運転状態または回生運転状態に応じて切替える。ここで、d軸電流指令装置は、モータが回生運転状態のとき、インバータの直流電圧の上昇を所定値内に抑制するために、モータから発生する回生電力をモータの内部で消費するように、モータの回生電力に応じてd軸電流成分の指令値を発生する。ここで、d軸電流成分の指令値は、トルク指令とモータの回転速度から演算したモータの回生電力と、q軸電流成分の指令値に基づいて演算する。ここで、d軸電流成分の指令値は、インバータの直流電圧の上限の設定値とその検出値との偏差に基づいて演算する。ここで、モータが力行運転状態のとき、d軸電流指令装置におけるモータのd軸電流成分の指令値をモータが発生する損失を最小化する値とする。

【0005】

【発明の実施の形態】以下、本発明の実施形態を図面を用いて説明する。図1は、本発明の一実施形態による永久磁石式同期モータの制御装置を示す。図1において、交流電源51の交流電圧はダイオードにより構成したコンバータ52によって直流に変換され、この直流電圧は平滑コンデンサ53によって平滑され、更にインバータ54によって可変電圧・可変周波数の交流に変換される。インバータ54の出方は永久磁石式同期モータ56に供給され、これにより同期モータ56を可変速駆動する。永久磁石式同期モータ56の回転軸は負荷59に接続され、さらに、位置検出器57、速度検出器58に接続される。位置検出器57は、レゾルバやエンコーダなどが用いられ、同期モータ56の電機子と永久磁石界磁の相対的位置、すなわち、回転角を検出する。速度検出器58は、エンコーダなどが用いられ、同期モータ56の回転速度を検出する。なお、図示の例では、位置検出器57、速度検出器58を機能に分け、別記したが、実際にはレゾルバやエンコーダなど同一の機器により構成してもよい。

【0006】今、速度指令装置61から速度指令 ω^* が ω^* 出力されると、速度検出器58の出力信号 ω との偏差 $\Delta\omega$ が速度制御装置62に入力される。速度制御装置62は、この偏差に応じて働き、その出力信号は同期モータ56のトルク指令信号 T^* になる。速度制御装置62の出力信号 T^* は、q軸電流指令装置63に入力され、q * 40

$$\begin{aligned}
 P_{in}v &= 3 \cdot V_a \cdot I_a \cdot \cos\phi \\
 &= 3 \cdot V_a \cdot I_a \cdot \cos(\gamma + \delta) \\
 &= 3 \cdot (V_a \cdot I_a \cdot (\cos\gamma \cdot \cos\delta \\
 &\quad - \sin\gamma \cdot \sin\delta)) \\
 &= 3 \cdot (V_a \cdot \cos\delta \cdot I_a \cdot \cos\gamma \\
 &\quad - V_a \cdot \sin\delta \cdot I_a \cdot \sin\gamma) \\
 &= 3 \cdot ((E_a + x_d \cdot I_d + R_a \cdot I_q) \cdot I_a \\
 &\quad - (x_q \cdot I_q - R_a \cdot I_d) \cdot I_d) \\
 &= 3 \cdot (E_a \cdot I_q + (x_d - x_q) \cdot I_d \cdot I_q) \\
 &\quad + 3 \cdot (R_a \cdot I_q^2 + R_a \cdot I_d^2) \quad \dots (1)
 \end{aligned}$$

* 軸電流指令装置63ではトルク指令信号 T^* に応じたq軸電流指令 I_q^* が演算される。q軸電流指令 I_q^* は、同期モータ56の電機子電流ベクトルの逆方向と直交する成分の指令であり、電流制御装置65に入力される。一方、d軸電流指令装置64は、後述するような方法により、d軸電流指令 I_d^* を演算する。d軸電流指令 I_d^* は同期モータ56の電機子電流ベクトルの逆方向と同方向成分の指令であり、その指令信号の主たる目的は、同期モータ56のトルクだけでなく、運転状態に応じて同期モータ56の損失の最小化や平滑コンデンサの直流電圧の上昇を抑制することにある。このd軸電流指令信号 I_d^* も電流制御装置65に入力される。電流制御装置65は、位置検出器57からの信号 θ をもとに、電流検出器55によって検出した実際の電流が指令通りに流れるように制御する。その出力はd軸及びq軸の直流電圧指令 V_d^* 、 V_q^* になる。電流制御装置65の出力信号 V_d^* 、 V_q^* はPWMパルス発生装置66に入力され、PWMパルス発生装置66では位相検出器57からの信号 θ と直流の電圧指令信号 V_d^* 、 V_q^* とをもとに、インバータ54を駆動するPWMパルス信号をインバータ54に出力する。インバータ54ではPWMパルス発生装置66からのPWMパルス信号により、PWM制御が実行され、インバータ54の出力電圧、出力周波数が制御される。このようにして、同期モータ56に流れれる電流が制御され、結果として、力行運転時にはモータの損失を最小化できるとともに、回生運転時には平滑コンデンサ53の直流電圧を抑制することができる。

【0007】図2は、図1の制御の原理を示す電流、電圧のベクトル図である。図2において、
 !a : 電機子電流,
 I d, I q : !a の d, q 軸成分
 E a : 無負荷起電圧, V a : 端子電圧
 R a : 電機子抵抗, x d, x q : d, q 軸のリ
 アクタンス ($x_d = x_a d + x_l$, $x_q = x_a q + x_l$)
 で、 $x_a d$, $x_a q$, x_l は、d, q 軸電機子反作用リ
 アクタンス及び漏れリアクタンスである。)
 ϕ : 力率角, γ : 電流位相角, δ : 負荷角
 である。

【0008】図2より、力行時においてインバータ54から同期モータ56へ出力される電力 P 、 n 、 v は、式(1)となる。

同期モータ56が円筒機の場合、 $x_d = x_q$ であるか * * ら、式(1)は、

$$P_{in}v = 3 \cdot E_a \cdot I_q + 3 \cdot (R_a \cdot I_q^2 + R_d \cdot I_d^2) \cdots (1')$$

と書き直せる。式(1')の右辺第1項が同期モータの出力 P_{mot} としてモータ軸に伝達され、残る右辺第2項がモータの内部損失 P_{loss} となる。従って、式(1')は、

$$P_{in}v = P_{mot} + P_{loss} \cdots (2)$$

P_{mot} : モータ軸出力、 $P_{mot} = 3 \cdot E_a \cdot I_q$

P_{loss} : モータ内部損失、

$$P_{loss} = 3 \cdot (R_a \cdot I_q^2 + R_d \cdot I_d^2)$$

で表せる。モータが回生運転状態では、モータは発電機★

$$P_{in}v = -P_{mot} + P_{loss} \cdots (2')$$

となる。式(2')の回生時において、モータ軸から

の発電電力 $(-P_{mot})$ がモータの内部損失 (P_{loss})

より大きくなると、インバータ出力電力

$P_{in}v$ の極性は負極性を示し、モータからインバータ☆

$$T = P_{mot} / \omega$$

$$= 3 \cdot p / 2 \cdot (\Phi_a \cdot I_q + (L_d - L_q) \cdot I_d \cdot I_q) \cdots (3')$$

と表わされる。ここで、

ω : モータ軸の回転角速度、 $\omega = \omega_1 / (p/2)$

ω_1 : 空気回転角周波数、 p : モータの極数

Φ_a : 磁束

L_d, L_q : d, q 軸のインダクタンス

であり、

$$E_a = \omega_1 \cdot \Phi_a \cdots (4)$$

$$x_d = \omega_1 \cdot L_d, x_q = \omega_1 \cdot L_q \cdots (5)$$

である。このとき、同期モータ56が円筒機の場合、 $L_d = L_q$ であるから、トルク T は、

$$T = 3 \cdot p / 2 \cdot \Phi_a \cdot I_q \cdots (6)$$

のように表わされる。この結果、トルク T は、電流のq軸成分 I_q のみに比例する。従って、力行や回生などの運転状態に関わらず、電流のq軸成分 I_q を必要なトルクに応じて制御すれば、精度の良いトルク制御が行われることが分かる。このように、電流のd軸成分 I_d は、トルクの発生に寄与しないため、トルク制御系において独立変数として扱える。これを利用して、力行運転状態では、d軸成分 I_d を零に設定して制御することにより、式(2)のモータの内部損失 P_{loss} を最小化でき、インバータの出力電力 $P_{in}v$ をモータ軸出力 P_{mot} へ有効に変えることができる。

【0009】他方、回生運転状態では、d軸成分 I_d の制御目的を力行時とは違う目的にする。その目的とは、モータからインバータに流入される電力をモータの内部損失で調整し、インバータ入力段の平滑コンデンサの直流電圧の上昇を抑制することである。この目的を達成する原理について次に述べる。回生時におけるインバータの出力電力 $P_{in}v$ の式を式(2')で説明したように、モータ軸からの発電電力 P_{mot} がモータの内部損失 P_{loss} より大きくなると、インバータ出力電力 $P_{in}v$ が負極性となり、モータからインバータに電流が流入し、インバータ入力段の直流電圧が上昇する。ここで、モータ軸からの発電電力 P_{mot} は、トルク制御上

★として働くため（インバータからモータへ向う電力を正極性に定めたため、回生時の P_{mot} は負極性になる。）、式(2)は、

$$P_{in}v = -P_{mot} + P_{loss} \cdots (2')$$

☆に電力が流入する。この流入した電力がインバータ入力の平滑コンデンサを充電し、直流電圧を上昇させる。一方、モータのトルク T は、

$$T = P_{mot} / \omega \cdots (3')$$

で一意に決まるため、調整することはできないが、モータの内部損失 P_{loss} は、d軸成分 I_d の項を含むため、調節することができる。従って、d軸成分電流を適当な値に制御すれば、モータの内部損失 P_{loss} を調整でき、その結果、インバータの出力電力 $P_{in}v$ を調整できることが分かる。インバータ入力段の直流電圧の上昇を抑制するためには、平滑コンデンサ53への充電電力、すなわち、インバータ出力電力 $P_{in}v$ を零にすればよい。以上のことから、式(2')において、 $P_{in}v = 0$ を代入して得られる条件、 $P_{mot} = P_{loss}$ に基づいて、d軸電流成分の値を決定し、これがモータに流れるよう制御すれば、前記目的は達成できることが分かる。このように、回生運転状態では、モータ軸からの発電電力をd軸電流成分によって調整されたモータの内部損失で相殺するため、インバータ入力段の直流電圧の上昇を抑制できる。

【0010】図3は、上記の原理を応用したd軸電流指令装置64の構成例である。図3では円筒機の場合（ $L_d = L_q$ ）であり、q軸電流指令信号 I_q はq軸電流指令装置63で速度制御装置62からのトルク指令 T^* を式(6)の原理により変換したものである。d軸電流指令装置64は、モータ出力電力演算器641、判定器642、d軸電流演算器643、切替器644からなる。モータ出力電力演算器641は、速度制御装置62からのトルク指令 T^* と速度検出器58からの回転速度 ω から、式(7)により、モータの出力電力 P_{mot} を演算する。

$$P_{mot} = \omega \cdot T^* \cdots (7)$$

判定器642は、モータ出力電力演算器641で演算したモータ出力電力 P_{mot} の極性を判定し、切替器644に指令切替信号を出力する。d軸電流演算器643では、q軸電流指令装置63からのq軸電流指令 I_q とモータ出力電力演算器641からのモータ出力電力 P_{mot} から、式(8)に基づいて演算を行い、d軸電流

I_{dref} を演算する。

$$|P_{mot}| = P_{loss}$$

$$|P_{mot}| = 3 \cdot (Ra \cdot |q^*|^2 + Ra \cdot |d^*|^2)$$

$$I_{dref} = \sqrt{(|P_{mot}|/3) - Ra \cdot |q^*|^2} / Ra \quad \dots (8)$$

切替器644は、判定器642からの指令切替信号に応じてd軸電流指令 $|d^*$ に設定する電流値を切替える。すなわち、 $P_{mot} \geq 0$ （モータ力行運転状態）ならば、 $|d^*| = 0$ 、 $P_{mot} < 0$ （モータ反回生運転状態）とする。このように、d軸電流指令 $|d^*$ を制御することにより、モータ軸からの発電力を内部損失で相殺できるため、インバータ入力側の直流電圧の上昇を抑制することができる。

【0011】こうして得られた電流指令 $|q^*|$ 、 $|d^*$ は電流指令装置66に入力される。図4は、電流制御装置65の具体的な構成例を示す。本例の基本構成は周知であり、例えば、電気学会論文誌D、1117巻、5号（1997年7月）、589頁、図5に記載されている。図4の構成は、図2のベクトル図からd、q軸の電圧成分を演算し、さらにd、q軸の電流の指令と実際値との偏差に応じて働くACR-d、qを備えている。 $|d^*|/|q^*|$ 演算器651は位置検出器57からの界磁逆極位置（電気的回転角） θ に応じた正弦または余弦信号を基準に、電流検出器55からの3相の瞬時電流検出値 i_u 、 i_v 、 i_w を用いて各電流の成分 $|d^*$ 、 $|q^*$ を演算する。電流制御装置65の出力はd、q軸の電圧指令信号 V_d^* 、 V_q^* であり、PWMパルス発生装置66では、この $|d^*|/|q^*|$ 演算651の逆演算を行ってPWMパルス作成に用いる正弦波状の交調波信号を作成する。この演算は周知なので、省略する。

【0012】図5は、このような制御の有無による特性を示す図である。（a）は本発明の制御を行ったときの特性例、（b）は本発明の制御を行わず、d軸分の電流は零とし、q軸分の電流制御のみをトルクに応じて行う場合の特性例を示す。（a）の例では、トルクTが正で力行運転状態、負で回生運転状態にあり、モータが回生運転状態になる速度 ω の減速点から、d軸電流 $|d^*$ をモータ軸からの発電電力を応じたモータ内部損失を発生させるために必要な値だけ、負の方向に増加させる。また、q軸電流は式（6）から分かるようにトルクに比例させる。d軸電流をこのように制御すると、d、q軸電流成分のベクトル和である電機子電流 i_a は増加するものの、インバータの直流電圧 V_{dc} の上昇を抑制する。このため、回生電力消費用の回路を省くことができる。また、モータが回生運転状態になる上記減速点以外では、d軸電流 $|d^*$ が零に制御され、モータの損失を最小化する高効率運転が行われていることが分かる。一方、（b）のようにd軸分を常に零にすると、モータ軸からの発電電力からモータの内部損失を差し引いた分の電力が平滑コンデンサ53に充電され続け、インバータの直流電圧 V_{dc} は上昇する。このような現象を防ぐた

10

20

30

40

50

めに、抵抗とスイッチング素子を平滑コンデンサと並列に構成する回生電力消費用回路が必要になり、その結果、制御システムの小型化が妨げられてしまう。以上のように、本実施形態によれば、抵抗とスイッチング素子等で構成される回生電力消費用の回路を用いることなく、回生電力による直流電圧の増加を抑制することができる、小型かつ経済的なシステムを構築することができる。

【0013】図6は、図3に示したd軸電流指令装置64の他の構成例を示す。図6において図3と同一番号は同一のものを示す。図6の構成例は、インバータの直流電圧の指令値とその検出値にしたがってd軸電流指令信号 $|d^*$ を出力する点に特徴がある。直流電圧検出器67は、インバータ入力段の平滑コンデンサ53の電圧 V_{dc} を検出する。直流電圧上限設定器645は、平滑コンデンサ53の直流電圧の上限値 V_{lim} を設定する。d軸電流調節器646は、直流電圧上限設定器645と直流電圧検出器67との出力信号に応じて働く。d軸電流調節器646の出力はd軸電流指令信号 $|d^*$ となる。d軸電流調節器646は、直流電圧上限設定器645からの指令信号 V_{lim} と直流電圧検出器67からの直流電圧信号 V_{dc} との偏差に応じてd軸電流指令信号 $|d^*$ を出力するようフィードバック系を構成する。また、平滑コンデンサ53の直流電圧が所定値を越えようとするときのみ（ V_{lim} と V_{dc} の偏差が負）、このフィードバック系は動作を行う。このように構成すると、図3の構成例に比較して、直流電圧検出器67を新たに必要とするものの、d軸電流指令信号 $|d^*$ の作成にモータ定数が不要になるため、モータ定数の誤差の影響を受けずに、安定した制御が可能となる利点がある。

【0014】図7は、本発明をエレベータに応用した実施形態を示す。図7において図1と同一番号は同一のものを示す。同期モータ56の巻端にシーブ2を接続し、シーブ2に巻付けられたロープ4を介して乗りかご1とカウンタウエイト3が接続される。同期モータ56、すなわちシーブ2の回転にしたがって乗りかご1は昇降する。本発明による制御装置は、エレベータのように加減速を必ず行う図5のような負荷特性をもつ駆動系に適用すると、その効果が顕著である。

【0015】以上の説明において、抵抗とスイッチング素子等で構成される回生電力消費用の回路と、本発明による制御装置とを併用した場合の例について、図示しなかったが、併用した場合についても、本発明による制御装置により回生電力消費用の回路の部品（抵抗やスイッチング素子）の定格容量を低減することができるの

(6)

特開2001-95300

10

で、回路部品を小型化できることは明らかであり、その結果、制御システム全体を小型かつ経済的に構築することができる。

【0016】

【発明の効果】以上説明したように、本発明によれば、永久磁石式同期モータからの発電電圧がインバータの直流電圧側に回生しないように、モータの極界と同方向の電流成分（d 軸電流成分）を制御するため、抵抗とスイッティング素子等で構成される回生電力消費用の回路を用いることなく、回生電力による直流電圧の増加を抑制することができる。この結果、制御システム全体を小型かつ経済的に構築することができる。また、永久磁石式同期モータの過転状態が回生になる領域において、モータから発生する回生電力をモータの内部で消費するように、モータの極界と同方向の電流成分（d 軸電流成分）をモータの発電電力に応じて発生させることによって、または、インバータに入力する直流電圧に応じて発生させることによって、インバータの入力側の直流電圧の上昇を抑制することができる。

【図面の簡単な説明】

* 【図1】本発明の一実施形態による永久磁石同期モータの制御装置

【図2】制御原理を説明するためのベクトル図

【図3】本発明のd 軸電流指令装置の構成例

【図4】電流制御装置の構成例

【図5】本発明による特性を示す図

【図6】本発明の他のd 軸電流指令装置の構成例

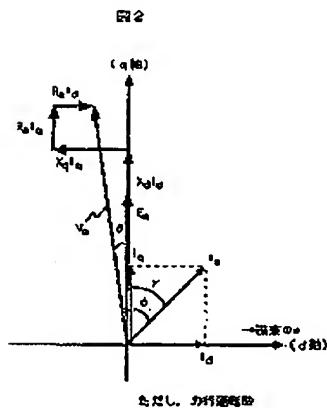
【図7】本発明の応用例

【符号の説明】

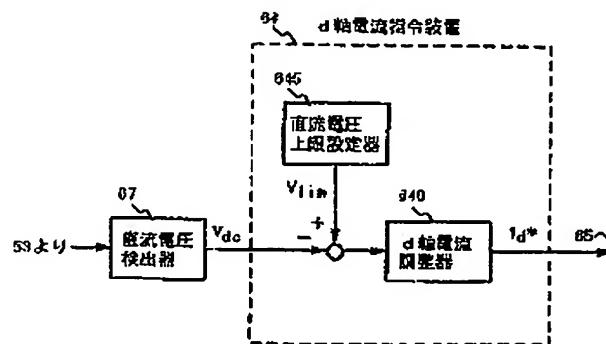
- 1 … 乗りかご、 2 … シーブ、 3 … カウンタウエイト、 4 … ロープ、 5 1 … 交流電源、 5 2 … コンバータ、 5 3 … 平滑コンデンサ、 5 4 … インバータ、 5 5 … 電流検出器、 5 6 … 同期モータ、 5 7 … 位置検出器、 5 8 … 速度検出器、 5 9 … 負荷、 6 1 … 速度指令装置、 6 2 … 速度制御装置、 6 3 … q 軸電流指令装置、 6 4 … d 軸電流指令装置、 6 5 … 電流制御装置、 6 6 … PWMパルス発生装置、 6 4 1 … モータ出力電力演算器、 6 4 2 … 判定器、 6 4 3 … d 軸電流演算器、 6 4 4 … 切替器、 6 4 5 … 直流電圧上限設定器、 6 4 6 … d 軸電流調整器、 6 5 … I d / I q 演算器

*20 1 … I d / I q 演算器

【図2】



【図6】



[図1]

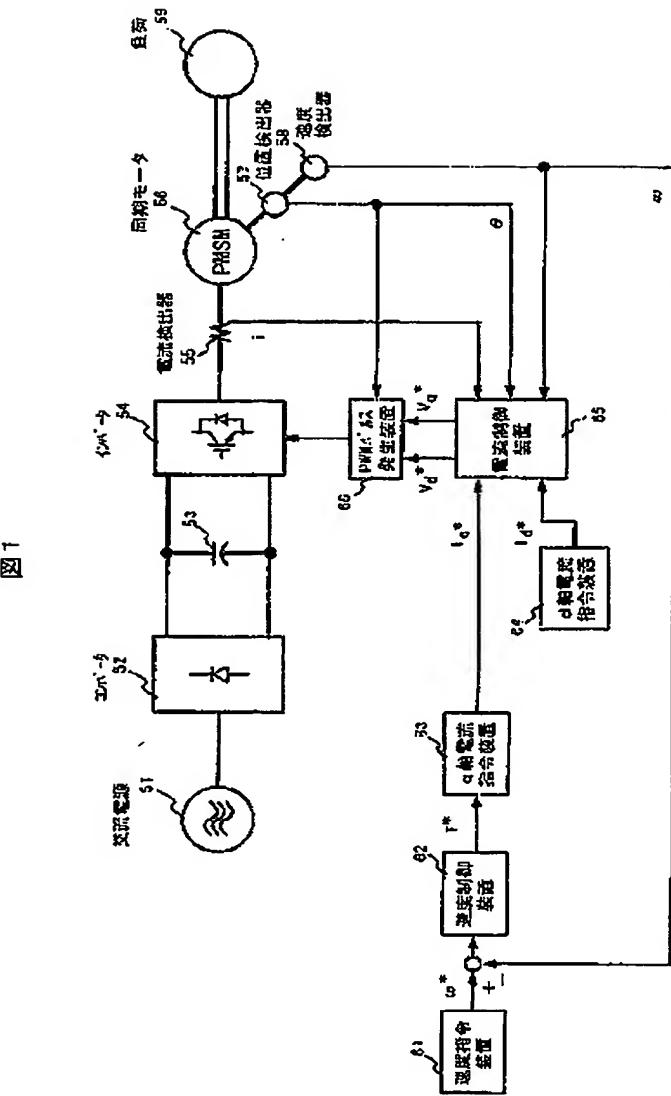
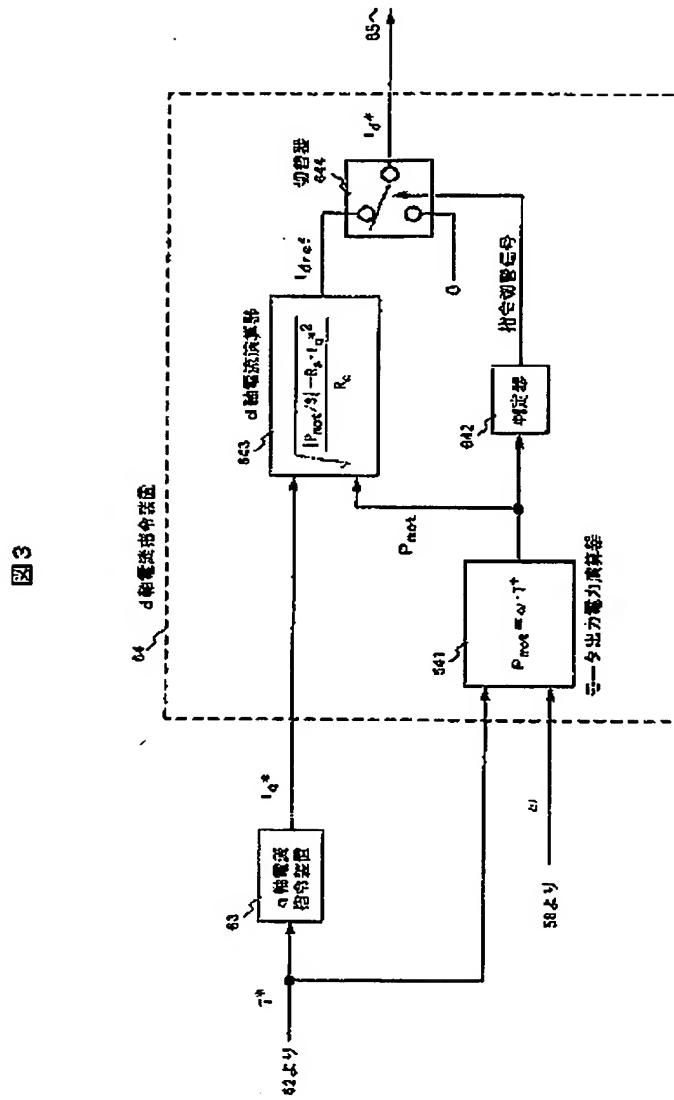


図1

(8)

特開2001-95300

[図3]

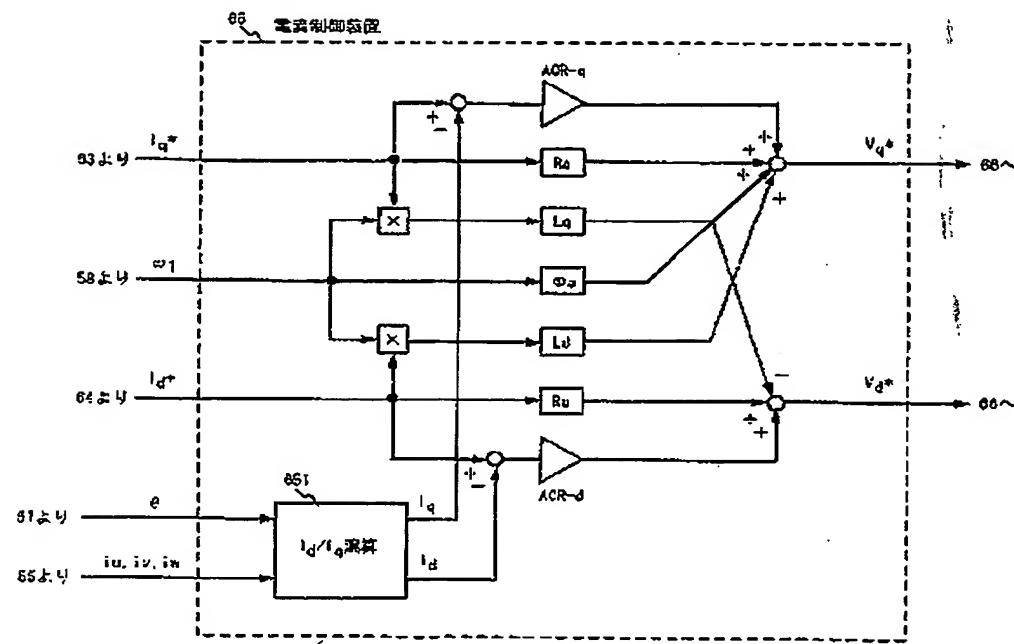


(9)

特開2001-95300

[図4]

図4

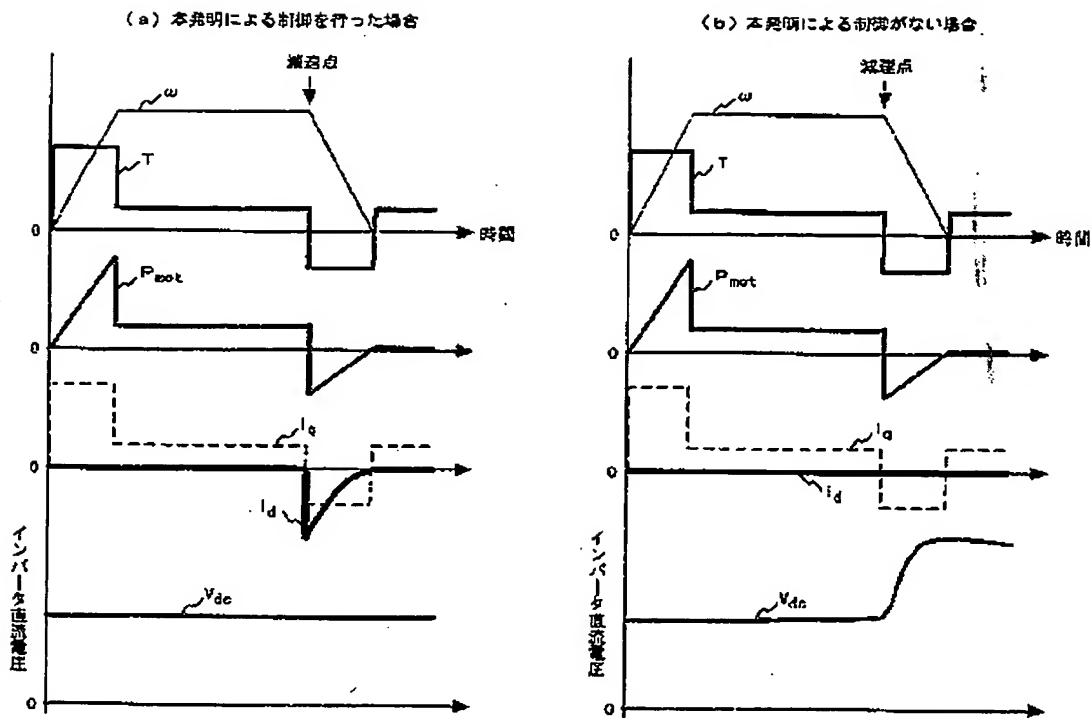


(10)

特開2001-95300

【図5】

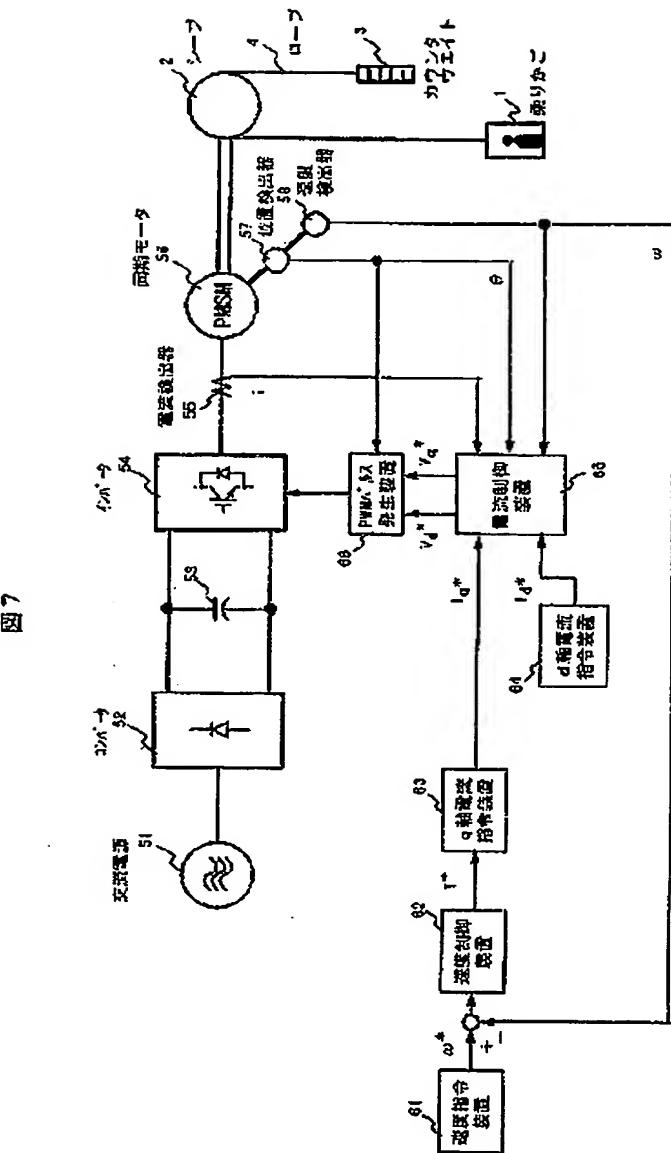
図5



(11)

特開2001-95300

[図7]



フロントページの焼き

(72)発明者 保刈 定夫
茨城県ひたちなか市市毛1070番地 株式会
社日立製作所水戸工場内

(72)発明者 長瀬 博
茨城県ひたちなか市市毛1070番地 株式会
社日立製作所水戸工場内

(12)

特開2001-95300

(72)発明者 中田 幸則
茨城県ひたちなか市市若1070番地 株式会
社日立製作所水戸工場内

(72)発明者 古橋 昌也
茨城県ひたちなか市市若1070番地 株式会
社日立製作所水戸工場内

(72)発明者 鈴木 端幸
東京都千代田区神田錦町一丁目6番地 株
式会社日立ビルシステム内

F ターム(参考) 5H526 AA07 BB03 CC01 DD07 EE09
EE11 FF02 FF04 GG02 HA04
HB01 LL07 LL58